

【特許請求の範囲】

【請求項1】 希望波を受信する主アンテナ及び複数の補助アンテナと、
該補助アンテナの各受信信号から干渉波除去用信号を得る適応アレイ手段と、
該適応アレイ手段の出力信号を前記主アンテナの受信信号から減算し、その減算結果を該適応アレイ手段に帰還して該適応アレイ手段の重み係数を適応修正する減算器と、
該減算器の出力減算結果を入力信号として受け、信号対雑音比を最大化する適応整合フィルタと、
前記複数の補助アンテナの各受信信号から該補助アンテナに到来するマルチパス波に対してアンテナパターンを形成するM個のサブアレイプロセッサと、
該M個のサブアレイプロセッサのうち第i番目（ただし、 $i=1, 2, \dots, M$ ）のサブアレイプロセッサの出力信号を時間 $(i-1) \times \tau$ だけ遅延する遅延素子と、
第1番目のサブアレイプロセッサの出力信号と該遅延素子の出力信号をそれぞれ合成する第1の合成器と、
該第1の合成器の出力信号と前記適応整合フィルタの出力信号とをそれぞれ合成する第2の合成器と、
該第2の合成器の出力信号を入力信号から符号間干渉を除去して判定データ信号を生成し、該判定データ信号を前記適応整合フィルタへ帰還して該適応整合フィルタのタップ係数を適応修正する適応等化器と、
該判定データ信号を時間 $(M-i) \times \tau$ だけ遅延して第i番目の前記サブアレイプロセッサに帰還し、該第i番目のサブアレイプロセッサの重み係数の適応修正を行わせる遅延手段とを有することを特徴とするサイドローブキャンセラ。

【請求項2】 前記適応アレイ手段の出力信号が分岐されて入力され、その入力信号の周波数スペクトラムを整形して出力するトランスバースフィルタを更に設け、前記第2の合成器は前記第1の合成器の出力信号と前記適応整合フィルタの出力信号と共に該トランスバースフィルタの出力信号を合成し、前記適応等化器はその判定データ信号を該トランスバースフィルタに帰還し、該トランスバースフィルタのタップ係数を適応修正することを特徴とする請求項1記載のサイドローブキャンセラ。

【請求項3】 前記サブアレイプロセッサは、前記補助アンテナの受信信号が1対1に対応して入力される複数の複素乗算器と、前記補助アンテナの受信信号が1対1に対応して入力される複数の遅延器と、前記遅延手段を経た信号を前記補助アンテナの個数分分配する分配器と、該分配器の出力信号と該遅延器の出力信号との相関をとり重み係数を生成して前記複数の複素乗算器へ供給する複数の相関器とよりなることを特徴とする請求項1又は2記載のサイドローブキャンセラ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明はサイドローブキャンセラに係り、特に主アンテナと補助アンテナとを有し、主アンテナのサイドローブ方向から入射する干渉波を抑圧するサイドローブキャンセラに関する。

【0002】

【従来の技術】従来より、主アンテナのサイドローブ方向から入射する干渉波を抑圧するサイドローブキャンセラが知られている（例えば、特開平4-5283号、特開昭63-70602号各公報）。図7はこの従来のサイドローブキャンセラの一例の構成図を示す。この従来のサイドローブキャンセラは一つの主アンテナ701と、N個の補助アンテナ702と、N個の補助アンテナ702からの受信信号がそれぞれ入力されるN個の複素乗算器703と、N個の複素乗算器703にそれぞれ乗算係数 $w_1 \sim w_N$ を供給するアップバウム演算器704と、N個の複素乗算器703の各出力信号を加算合成する加算器705と、主アンテナ701の受信信号から加算器705の出力信号を差し引く減算器706と、減算器706の出力信号を波形等化する適応等化器707とよりなる。

【0003】サイドローブキャンセラは、図7において適応等化器707を除いた構成要素からなる部分をいうのが通常であるが、ここではマルチパスフェージング回線への適用を考慮し、適応等化器707を含めた構成であるものとする。

【0004】主アンテナ701は希望波到来方向に指向性を向けているが、主アンテナ701のアンテナパターンに干渉波が到来した場合、ディジタル伝送の品質は著しく劣化する。このような場合を考慮して、主アンテナ701とは別に図6に示すように複数の補助アンテナ702が主アンテナ701とは独立して設置される。この複数の補助アンテナ702は、複素乗算器703、アップバウム演算器704及び加算器705と共に適応アレイ（アダプティブアレイ）を構成し、適応アレイの出力信号を減算器706で主アンテナ701の受信信号から減じる。

【0005】この減算器706の出力信号を基準信号として上記適応アレイのタップ係数（すなわち、乗算係数 $w_1 \sim w_N$ ）の修正を行うと、補助アンテナ702の指向性は干渉波到来方向に自動調整される。すなわち、上記の適応アレイにより主アンテナ701の受信干渉波とは独立な干渉波が受信される。補助アンテナ702により受信された干渉波と主アンテナ701により受信された干渉波とが減算器706においてキャンセルし合う複素乗算器703へのタップ係数が解として存在する。

【0006】このタップ係数解を自動的に求める方法として、バーナード・ウィドロが提案したLMS（Least Mean Square）アルゴリズムによる

適応修正法が知られており、このアルゴリズムを用いた適応アレイはLMSアダプティブアレイと呼ばれている。特に、LMSアルゴリズムの相関制御ループにステアリング・ベクトルを付加させたものをアップルbaum・アルゴリズムと呼び、サイドローブキャンセラでよく用いられている。

【0007】LMSアルゴリズムでは基準参照信号が必要であるが、アップルbaum・アルゴリズムでは参照信号がなくてもタップ係数を収束することができる。ただし、アップルbaum・アルゴリズムでは、希望波到来方向のある程度の事前推定が必要であり、この推定方向をステアリングベクトルと呼ぶ。また、アップルbaum・アルゴリズムにより求められる解は、希望波対干渉波熱雑音電力比SINR(=希望波レベル/不要波レベル)を最大とするのが特徴である。ここで、不要波とは、干渉波と雑音を含めたものである。

【0008】図7に示したアップルbaum演算器704はアップルbaum・アルゴリズムを用いてタップ係数の逐次修正を行う。この適応アレイはアップルbaumアレイと呼ばれている。このアップルbaum・アルゴリズム及びサイドローブキャンセラに関しては、文献(アップルbaum, "Adaptive Arrays", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-24, No. 5, 1976. 9)に詳細に記載されている。

【0009】適応等化器707は上記のサイドローブキャンセラとは独立な適応フィルタであり、マルチパスフェージングにより発生する符号間干渉の除去を行う。等化器としての適応フィルタは、トランスバーサルフィルタ構成の線形等化器(LE)、又は判定最速形等化器(DPE)などがよく用いられる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】上記の従来のサイドローブキャンセラをマルチパスフェージング回線に適用した場合、図7の構成要素701~706からなるサイドローブキャンセラは干渉波除去を行う。この干渉波除去と並行して適応等化器707はマルチパスによる符号間干渉を除去する。しかし、マルチパスの遅延時間差が小さいとき、フェージングは周波数選択性でなくフラットフェージングとなる。フラットフェージングとは希望信号の全信号帯域がフェードすることを言い、フェード時には希望波そのものを受信できないことを意味し、適応等化器だけでは対処することができない。すなわち、このようなフェージングに対しては本質的にダイバーシチ受信が不可欠となる。

【0011】上述した従来のサイドローブキャンセラでは複数の補助アンテナ702を用いているが、これらはサイドローブキャンセラの干渉波除去機能だけに利用され、ダイバーシチ受信には用いられていない。従って、フェージング回線で従来のサイドローブキャンセラを通

用した場合、従来はフェージングに対する対策が不十分であり、回線品質が著しく劣下するという問題点がある。

【0012】また、補助アンテナ702にも希望波が受信されており、干渉波除去の際にこれが主アンテナプランチの希望波と合成されるが、これらの振幅位相関係によっては逆相合成される場合もあり得る。この場合、伝搬路のフェージングとは無関係に希望波レベルの低下又は消失となってしまう。

【0013】本発明は以上の点に鑑みなされたもので、ダイバーシチ合成用アンテナを新たに設置することなく、サイドローブキャンセラ用の補助アンテナを共用して干渉波除去とダイバーシチ合成とを同時に行うサイドローブキャンセラを提供することを目的とする。

【0014】また、本発明の他の目的は、漏洩干渉波を低減若しくは除去し得るサイドローブキャンセラを提供することにある。

【0015】

【課題を解決するための手段】本発明は前者の目的を達成するため、希望波を受信する主アンテナ及び複数の補助アンテナと、補助アンテナの各受信信号から干渉波除去用信号を得る適応アレイ手段と、減算器、適応整合フィルタ、M個のサブアレイプロセッサ、遅延素子、第1及び第2の合成器、適応等化器及び遅延手段とより構成したものである。

【0016】ここで、上記の減算器は適応アレイ手段の出力信号を主アンテナの受信信号から減算し、その減算結果を適応アレイ手段に帰還して適応アレイ手段の重み係数を適応修正する。上記の適応整合フィルタは減算器の出力減算結果を入力信号として受け、信号対雑音比を最大化する。上記のM個のサブアレイプロセッサは複数の補助アンテナの各受信信号から補助アンテナに到来するマルチパス波に対してアンテナパターンを形成する。上記の遅延素子は第i番目(ただし、 $i=1, 2, \dots, M$)のサブアレイプロセッサの出力信号を時間 $(i-1) \times \tau$ だけ遅延する。上記の第1の合成器は第1番目のサブアレイプロセッサの出力信号と遅延素子の出力信号をそれぞれ合成する。

【0017】また、上記の第2の合成器は、第1の合成器の出力信号と前記適応整合フィルタの出力信号とをそれぞれ合成する。上記の適応等化器は、第2の合成器の出力信号を入力信号から符号間干渉を除去して判定データ信号を生成し、判定データ信号を適応整合フィルタへ帰還して適応整合フィルタのタップ係数を適応修正する。また、上記の遅延手段は、判定データ信号を時間 $(M-i) \times \tau$ だけ遅延して第i番目のサブアレイプロセッサに帰還し、第i番目のサブアレイプロセッサの重み係数の適応修正を行わせる。

【0018】また、本発明は後者の目的を達成するため、前記適応アレイ手段の出力信号が分岐されて入力さ

れ、その入力信号の周波数スペクトラムを整形して出力するトランスバーサルフィルタを更に設け、第2の合成器は第1の合成器の出力信号と適応整合フィルタの出力信号と共にトランスバーサルフィルタの出力信号を合成し、適応等化器はその判定器の差信号をトランスバーサルフィルタに帰還し、トランスバーサルフィルタのタップ係数を適応修正する構成としたものである。

【0019】更に、本発明のサブアレイプロセッサは、補助アンテナの受信信号が1対1に対応して入力される複数の複素乗算器と、補助アンテナの受信信号が1対1に対応して入力される複数の遅延器と、遅延手段を経た信号を補助アンテナの個数分分配する分配器と、分配器の出力信号と遅延器の出力信号との相関をとり重み係数を生成して複数の複素乗算器へ供給する複数の相関器とより構成することが、補助アンテナに到来するマルチパス波に対してアンテナパターンを形成する適応サブアレイを構成できる点で好ましい。

【0020】

【作用】前者の第1の発明では、補助アンテナの受信信号が分配されてM個のサブアレイプロセッサにも供給され、そのサブアレイプロセッサの出力を合成して適応整合フィルタの出力信号に合成するようにしているため、補助アンテナを共用した適応サブアレイ群による空間領域の整合フィルタリングが可能となり、これにより補助アンテナを増やすことなく補助アンテナブランチからも最大限希望波を抽出し、主アンテナブランチとの最大比ダイバーシチ合成による信号強化を干渉波除去と同時に実現することができる。

【0021】また、後者の第2の発明では、適応サブアレイ群を構成するM個のサブアレイプロセッサに干渉波が受信入力されることにより、サイドローブキャンセラによる干渉波除去の後に不要干渉波が漏洩した場合、トランスバーサルフィルタによりこの不要干渉波とはほぼ同一の周波数スペクトラムの信号を生成することができる。

【0022】

【実施例】次に、本発明の各実施例について説明する。図1は本発明の第1実施例の構成図を示す。本実施例は複数のN個の補助アンテナ102〜102Nから構成する適応サブアレイの個数Mを“3”とした場合の実施例である。

【0023】本実施例は主アンテナ101、補助アンテナ102〜102N、アップルバウムアレイプロセッサ103、減算器104、3個のサブアレイプロセッサ105〜1053、遅延素子106、107、サブアレイプロセッサ105〜1053の各出力信号を加算合成する第1の合成器108、減算器104の出力信号が入力される適応整合フィルタ109、適応整合フィルタ109と合成器108の両出力信号を加算合成する第2の合成器110、合成器110の出力信号が入力される適応

等化器111、及び適応等化器111の出力判定データをそれぞれ時間 2τ 、 τ 遅延する遅延素子112、113とより構成されている。

【0024】上記の構成要素のうち、主アンテナ101、補助アンテナ102〜102N、アップルバウムアレイプロセッサ103、及び減算器104は、図6に示した従来のサイドローブキャンセラを構成する。すなわち、アップルバウムアレイプロセッサ103は、図7の複素乗算器703、アップルバウム演算器704及び加算器705を含んだ構成とされている。

【0025】前述したように、サイドローブキャンセラの補助アンテナアレイは干渉波を抽出するだけで、ダイバーシチ合成には用いられていなかった。しかし、厳しいマルチパスフェージング状況において、隣接回線からの干渉やレーダ干渉、及び重畳の干渉妨害波などを除去する場合は、干渉波除去だけでなく、ダイバーシチによる信号強化が必要である。そのため、本実施例では補助アンテナの数を増やすことなく、干渉波除去を行うと同時に、希望波に対するダイバーシチ効果を最大限得る構成としたものである。

【0026】まず、本実施例の動作概要について説明する。図1の構成要素のうち破線で囲んだ回路部分100が本実施例の特徴とする回路部分である。本実施例の最大の特徴は補助アンテナアレイを共用することで、アップルバウムアレイとは独立に複数のサブアレイプロセッサ群を構成し、希望波に関して空間ダイバーシチ受信を行わせることである。

【0027】マルチパスフェージング回線では希望波が様々な空間領域で散乱・反射・屈折を受け、マルチパスとして伝搬するため、様々な到来角度で受信される。また、各マルチパス波の伝搬遅延時間に差があるため、受信波は遅延分散する。すなわち、受信到来角度と遅延時間差は対応関係にあるといえる。従って、複数の適応アレイのアンテナパターンを制御して、ある特定の到来角度のマルチパス波を選択受信することにより、ある特定の遅延時間のマルチパス波を抽出することが可能である。

【0028】例えば希望波の信号波形を $S(t)$ とすると、3波マルチパスを仮定した場合、マルチパス波は $S(-\tau)$ 、 $S(0)$ 及び $S(+\tau)$ と示せる。ここで、 $S(0)$ を主波とすると、 $S(-\tau)$ が進み波、 $S(+\tau)$ が遅れ波となる。図1において、第1のサブアレイプロセッサ105が進み波 $S(+\tau)$ を、第2のサブアレイプロセッサ105が主波 $S(0)$ を、第3のサブアレイプロセッサ105が遅れ波 $S(-\tau)$ をそれぞれ受信するように、各サブアレイプロセッサ1051〜1053がアンテナパターンを制御することにより、遅延時間がそれぞれ異なる3波のマルチパス受信波を抽出することができる。各サブアレイプロセッサ1051〜1053によるアンテナパターンの具体的な制御動作

に関しては後述する。

【0029】また、これらのマルチパス波は伝搬してきた経路が異なるため、互いに独立なフェージングを受けている。例えば主波 $S(0)$ がフェードし、受信されない時、他のマルチパス波の $S(-\tau)$ 及び $S(+\tau)$ のいずれかはフェードを受けない場合がある。この場合、フェードしていないマルチパス波を利用することにより、誤断を回避でき通信が可能となる。すなわち、サブアレイプロセッサ105と1053から抽出するマルチパス波を合成することにより、所謂空間ダイバーシチ合成が可能となり、誤断率を小さくできる。

【0030】この場合、時間分散したマルチパス波を合成するのであるから、マルチパス伝搬を一つの伝送路応答と考えた場合、このダイバーシチ合成は、時間領域のダイバーシチ合成と考えてよい。サブアレイプロセッサ105と1053から出力する受信波はそれぞれ $S(+\tau)$ 、 $S(0)$ 及び $S(-\tau)$ と遅延差を有しているため、そのままでは波形合成することができない。そこで、本実施例では、遅延素子106によりサブアレイプロセッサ105の $S(0)$ に関する出力信号を時間 τ だけ遅延し、また、遅延素子107によりサブアレイプロセッサ1053の $S(-\tau)$ に関する出力信号を時間 2τ だけ遅延する。しかし、サブアレイプロセッサ105の $S(+\tau)$ に関する出力信号は遅延しない。この結果、3ブランチのマルチパス波はすべて $S(+\tau)$ の時刻に一致し、合成器108にて同時刻での合成が可能となる。

【0031】更に、ここで、同位相及び自乗検波の関係で合成すると、時間領域の最大比合成が可能となる。これにより得られる利得は整合フィルタなどで得られるインプリシットダイバーシチゲインと同一であり、誤り訂正符号などを用いなくてもSNR（信号対雑音比）対ビット誤り率特性を改善できる。言い換えると、誤り訂正の冗長性による帯域拡大がなくても、一種の符号化利得を得ることが可能である。

【0032】また、主アンテナ101に到来する希望波もマルチパス伝搬しており、これに対しては本実施例では適応整合フィルタ109を設けることで対処する。適応整合フィルタ109はトランスバースルフィルタ構造をしており、そのタップ係数を伝送系インパルス応答の時間反転複素共役とすることにより、遅延分散した希望波電力を基準タイミングに収束でき、SNR（信号対雑音比）を最大化する。

【0033】一方、前述したサブアレイプロセッサ群からの受信信号を合成器108により合成することにより、一種の空間領域の整合フィルタリングが可能である。これにより、合成器108からは補助アンテナ・ブランチでSNRが最大化された希望波の受信信号が得られる。従って、合成器110において、適応整合フィルタ109より得られる主アンテナ・ブランチ側からの希

望波の受信信号と、合成器108より得られる補助アンテナ・ブランチ側からの希望波の受信信号とを合成することにより、両者の最大比合成が行われることとなる。このようにして、最大限ダイバーシチ効果を得た信号は合成器110より適応等化器111に供給されて、ここで最終的な符号間干渉を除去されて判定データ信号として出力される。以上が本実施例の動作概要である。

【0034】次に、上記の動作概要に関して更に詳細に説明する。図2は図1の第1実施例の適応サブアレイがマルチパス波に対してアンテナパターンを形成する動作を説明する図である。同図中、図1と同一構成部分には同一符号を付してある。図2において、希望波源201より送出された希望波 S が N 個の補助アンテナ1021～102Nにそれぞれ入射する時の各主波ベクトルのうち、第2の補助アンテナ1022におけるそれを202で、また第 N の補助アンテナ102Nのそれを203に示す。また、第1の補助アンテナ1021に入射する主波の波面（主波波面）を204で示す。

【0035】図1に示したサブアレイプロセッサ105と1053はそれぞれ同一構成であるので、それのうち第 j 番目のサブアレイプロセッサ105を図2では代表してサブアレイプロセッサ105として示している。このサブアレイプロセッサ105は、 N 個の補助アンテナ1021～102Nにそれぞれ対応して N 個設けられた複素乗算器2051～205N、同様に補助アンテナ1021～102Nにそれぞれ対応して N 個設けられた遅延時間 n の遅延素子2061～206N、分置器207と、それぞれ重み係数 $w_1 \sim w_N$ を出力する N 個の相関器2081～208N、複素乗算器2051～205Nの各出力信号をそれぞれ加算合成する合成器209とより構成されている。

【0036】また、分置器207には遅延時間 $n\tau$ （ただし、 $n=M-j$ ）の遅延素子210からの判定データが入力される。従って、サブアレイプロセッサ105が第1番目のサブアレイプロセッサ1051であるものとする、図1では $M=3$ であるから上記の遅延素子210の遅延時間は $2\tau (= (M-j) \times \tau = (3-1) \times \tau)$ である。同様に、サブアレイプロセッサ105が第2番目のサブアレイプロセッサ1052であるものとする、上記の遅延素子210の遅延時間は $\tau (= (3-2) \times \tau)$ であり、サブアレイプロセッサ105が第3番目のサブアレイプロセッサ1053であるものとする、上記の遅延素子210の遅延時間は $0 (= (3-3) \times \tau)$ となる。すなわち、サブアレイプロセッサ1053に対しては遅延素子210は不要となる。

【0037】図2ではマルチパス波が補助アンテナ・アレイ1021～102Nに到来するモデルを示している。ここで簡略化のため、マルチパス波を主波（ベクトル $S \rightarrow P$ ）と遅れ波（ベクトル $S \rightarrow Q \rightarrow P$ ）の2波モデルに限定するものとする。図2において、2波の補助アン

ナ102に対する入射角度をそれぞれ θ_1 、 θ_2 とする。

【0038】主波は第1の補助アンテナ102だけでなく、他の補助アンテナ102 \sim 102Nにもそれぞれ到来する。ここで、補助アンテナ102の点をRとすると、ベクトルS \rightarrow Rの距離は隣接する2つの補助アンテナ102と102 \sim の距離PR（アンテナ間隔）よりも十分に長いので、ベクトルS \rightarrow RはベクトルS \rightarrow Pと平行すると見做すことができる。同様に、第N番目の補助アンテナ102Nの主波ベクトルは第1番目の補助アンテナ102に対する主波ベクトルと平行であると見做すことができる。また、遅れ波に関しても各補助アンテナ102 \sim 102NのそれぞれにはベクトルQ \rightarrow Pと平行に遅れ波が入射されると見做すことができる。従って、主波と遅れ波の補助アンテナ102 \sim 102Nの

$$\phi_1 = \pi \sin \theta_1$$

$$\phi_2 = \pi \sin \theta_2$$

この位相差間隔を用いて補助アンテナ102 \sim 102Nのそれぞれより取り出される受信信号 $r_1 \sim r_N$ をベクトルで表現すると次式で表わされる。

【数1】

$$r = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ h_1 S(t) \\ \vdots \\ h_N S(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\phi_1) \\ \vdots \\ \exp(-j\phi_N) \end{bmatrix} \quad (9)$$

上式において、右辺第1項は主波を、また第2項は遅れ波を示している。また、Sは希望波信号、 h_0 と h は伝送系インパルス応答の主波（ $t=0$ ）と遅れ波（ $t=\tau$ ）におけるサンプリング値である。

【0042】次に、図2の補助アンテナ102 \sim 102Nでアンテナパターンを主波到来方向に向けさせる方法について説明する。この場合、遅延素子210の遅延時間を τ （ $n=1$ ）に設定する。すなわち、この場合は第2番目のサブアレイプロセッサ105を用いてアンテナパターンを主波到来方向に向けさせる。

【0043】また、ベクトル $r = [r_1, r_2, \dots, r_N]$ （ただし、 r はベクトルの転置を意味する。）で表わされる受信信号がそれぞれ入力されるN個の遅延素子206 \sim 206Nの各遅延時間 τ_n をそれぞれ（ $\tau + \alpha$ ）とする。このうち、時間 α は希望波が補助アンテナ102 \sim 102Nに入射された時刻から計算して、図1の適応等化器111から判定データ信号が図2のサブアレイプロセッサ105内の相関器208 \sim 208Nに帰還されるまでの時間である。

【0044】これにより、補助アンテナ102 \sim 102Nで受信された主波S（0）は、第2番目のサブアレイプロセッサ105内の遅延素子206 \sim 206Nでそれぞれ時間（ $\tau + \alpha$ ）だけ遅延されて相関器2081 \sim 208Nに入力される。従って、この時、相関器20

の入射角度はそれぞれ前記の θ_1 、 θ_2 と見做すことができる。

【0039】また、補助アンテナ102で受信される主波は主波面204を基準として、更にベクトル202だけ伝搬して受信され、補助アンテナ102Nで受信される主波は主波面204を基準として、更にベクトル203だけ伝搬して受信される。従って、希望波源201からの主波は、N個の補助アンテナ102 \sim 102Nのそれぞれにて互いに異なる一定の遅延差をもって受信されるため、受信信号に位相差が生じる。一般に、アレイアンテナは無線周波数の半波長間隔 d （ $=\lambda/2$ ）で均等に配置されるため、主波及び遅れエコー波に対するアンテナ素子での位相差間隔 ϕ_1 、 ϕ_2 はそれぞれ次式で表わされる。

【0040】

$$(1)$$

$$(2)$$

【0041】

208Nに入力される主波はS（ $\tau + \alpha$ ）となっている。一方、適応等化器111から帰還されてくる判定データ信号は図1の適応整合フィルタ109や適応等化器111を通過するため、時間 α だけ遅延された

【0045】

【外1】

となっている。これが更に遅延素子210で時間 τ だけ遅延されるため、相関器208 \sim 208Nには

【0046】

【外2】

とされて入力される。従って、相関器208 \sim 208Nの各2入力信号はそれぞれタイミングが $t = \tau + \alpha$ に一致する。すなわち、第2番目のサブアレイプロセッサ105内の相関器208 \sim 208Nでは、受信された主波S（0）と判定データ信号

【0047】

【外3】

との相関演算が行われ、その結果次式で表わされる重み

係数ベクトルW（重み係数w1〜wN）が出力される。
【0048】

【数2】

$$W = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix} = E [r \cdot \tilde{S}(0)]$$

$$= h^* E[S^*(0) \cdot \tilde{S}(0)] \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\phi_1) \\ \vdots \\ \exp(-j\phi_N) \end{bmatrix} + h^* E[S^*(0) \cdot \tilde{S}(0)] \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\phi_1) \\ \vdots \\ \exp(-j\phi_N) \end{bmatrix} \quad (4)$$

ここで、上式中、E [] は時間平均化処理を示し、期待値を求めている。また、A*はAの複素共役であることを示している（以下、同じ）。

【0049】上記の平均化処理を行う時間は、変調シンボル周期（データ伝送速度）に対して十分長い積分時間に合わせられるため、フェージング変動速度は平均化されない。通常、データ伝送速度に比べてフェージング変動速度が非常に遅いため、上記（4）式のようにフェージング速度に係る係数は平均化処理E []の外に出る。また、適応等化器内の判定器において判定誤り減少

ない場合は、判定データ信号
【0050】

【外4】

と希望波（送信データ信号）Sに近似できる。これらはデータ信号であるため、その自己相関係数を1と定義すると、次式が得られる。
【0051】

【数3】

$$E [S^*(0) \cdot \tilde{S}(0)] = E [S^*(0) \cdot S(0)] = 1 \quad (5)$$

従って、上記の（5）式及び（4）式を（4）式に代入し、S(0)は次式で表わされる。
【0052】

【数4】

$$W = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix} = h^* \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\phi_1) \\ \vdots \\ \exp(-j\phi_N) \end{bmatrix} \quad (7)$$

上記（7）式の重み係数ベクトルWを乗算器205〜205Nのそれぞれで受信信号r1〜rNに乗じた後、それらの各乗算結果を合成器209で加算合成することにより、次式で表わされるサブアレイプロセッサ105

の出力信号Yが得られる。
【0053】
【数5】

$$\begin{aligned}
 Y_s &= r^T \cdot W = [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_N]^T \cdot \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ \vdots \\ W_N \end{bmatrix} \\
 &= h_0 \cdot S(0) \cdot [1, \exp(-j\phi_1), \dots, \exp(-jN\phi_1)] \cdot h_1^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(+j\phi_1) \\ \vdots \\ \exp(+jN\phi_1) \end{bmatrix} \\
 &\quad + h_2 \cdot S(\tau) \cdot [1, \exp(-j\phi_1), \dots, \exp(-jN\phi_1)] \cdot h_2^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(+j\phi_1) \\ \vdots \\ \exp(+jN\phi_1) \end{bmatrix} \\
 &= N \cdot h_1^T \cdot h_0 \cdot S(0) + h_1^T \cdot h_2 \cdot \sum_{n=1}^N \exp(jn(\phi_1 - \phi_2)) \cdot S(\tau) \quad (8)
 \end{aligned}$$

上式において、右辺第1項は主波 $S(0)$ を示すが、その係数に N を含むのは、 N 個の補助アンテナ102〜102Nでそれぞれ別々に受信された主波成分が同相合成され N 倍となるためである。また、(8)式の右辺第1項の主波成分に $h_0 \cdot h_1$ も含まれているが、これはインパルス応答の主応答の自乗値、すなわち電力を意味する。これにより、位相に関して同相、振幅に関して自乗という最大比合成が主波 $S(0)$ に対して行われたことが理解できる。

【0054】一方、(8)式の右辺第2項は遅れ波 $S(\tau)$ に関する項であるが、その係数は主波のような振幅自乗の条件が満足されず、 $h_0 \cdot h_2$ のように、主波応答と遅れ波応答の積となっている。これらの応答はフェージングにより互いに無相関な変動を受けており、雑音のように振る舞う。また、(8)式の右辺第2項の総和を含む項は補助アンテナ102〜102Nで受信する遅れ波 $S(\tau)$ の和であるが、これらは同相合成すら満足されていない。

【0055】従って、(8)式の右辺第2項の遅れ波 $S(\tau)$ の電力は、最大比合成の主波 $S(0)$ に比べて、極めて低いものとなる。すなわち、図2において遅延素子210の遅延時間を τ とした場合は、判定データ信号の相関処理により重み係数が(7)式ようになり、第2番目のサブアレイプロセッサ1052より補助アンテナ102〜102Nのアンテナパターンは主波($S \rightarrow P$ 方向)にステアリングされ、主波 $S(0)$ を最大比合成で受信する。

【0056】次に、サブアレイプロセッサ105により

遅延時間 τ の遅れ波 $S(\tau)$ を受信させる方法に関して説明する。この場合、前述したように図1の第1番目のサブアレイプロセッサ1051で遅れ波 $S(\tau)$ を受信させる。図2のサブアレイプロセッサ105がこの第1番目のサブアレイプロセッサ1051であるとする、遅延素子210の遅延時間 $n\tau$ は 2τ ($= (3-1) \times \tau$)である。

【0057】従って、図1に示す適応等化器111より出力された判定データ信号は遅延素子112 (図2では210)により時間 2τ 遅延される。また、適応等化器111から帰還されるまで時間 α の物理的遅延があることは前述した通りである。従って、図2の相関器208〜208Nに入力される判定データ信号は

【0058】

【外5】

となる。

$$S(2\tau + \alpha)$$

【0059】一方、相関器208〜208Nに入力される受信信号は、遅延素子206〜206Nにより時間 $(\tau + \alpha)$ だけ遅延されるため $S(\tau + \alpha)$ である。従って、 $(\tau + \alpha)$ を時刻 $t=0$ の基準とした場合、相関器208〜208Nでは受信信号 $S(0)$ と判定データ信号

【0060】

【外6】

$$S(\tau)$$

との相関演算が行われると考えてよい。このとき、相関器208は出力する重み係数ベクトルをWとすると、次式で表わされる。

【0061】

【数6】

$$W = \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ \vdots \\ W_N \end{bmatrix} = E \{ r^* \cdot \tilde{S}(\tau) \}$$

$$= h_1^* E \{ S^*(0) \cdot \tilde{S}(\tau) \} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\phi_1) \\ \vdots \\ \exp(-jN\phi_1) \end{bmatrix} + h_2^* E \{ S^*(\tau) \cdot \tilde{S}(\tau) \} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(+j\phi_2) \\ \vdots \\ \exp(+jN\phi_2) \end{bmatrix} \quad (9)$$

(5)式及び(6)式を(9)式に代入することにより、第1番目のサブアレイプロセッサ105に対する重み係数ベクトルWが次式で求められる。

【0062】

【数7】

$$W = \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ \vdots \\ W_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(+j\phi_2) \\ \vdots \\ \exp(+jN\phi_2) \end{bmatrix} \cdot h_2^* \quad (10)$$

上記(10)式の重み係数ベクトルWを相乗乗算器205は205のそれぞれで受信信号r1〜rNに乘じた後、それらの各乗算結果を合成器209で加算合成することにより、第1のサブアレイプロセッサ105の出

力信号が得られる。この出力信号をYとすると、これは次式で表わされる。

【0063】

【数8】

$$Y_1 = r^* \cdot W = \begin{bmatrix} r_1 & r_2 & \cdots & r_N \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ \vdots \\ W_N \end{bmatrix}$$

$$= h_1^* S(0) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\phi_1) \\ \vdots \\ \exp(-jN\phi_1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(+j\phi_2) \\ \vdots \\ \exp(+jN\phi_2) \end{bmatrix} \cdot h_2^*$$

$$+ h_2^* S(\tau) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\phi_2) \\ \vdots \\ \exp(-jN\phi_2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(+j\phi_2) \\ \vdots \\ \exp(+jN\phi_2) \end{bmatrix} \cdot h_1^*$$

$$= h_1^* h_2^* \sum_{n=1}^N \exp \{ jn(\phi_2 - \phi_1) \} \cdot S(0) + N \cdot h_1^* h_2^* S(\tau) \quad (11)$$

この場合、(11)式の右辺第1項が雑音として振る舞い、右辺第2項の遅れ波 $S(\tau)$ が最大比合成される。すなわち、第1番目のサブアレイプロセッサ105は図2の遅れ波到来方向(ベクトル $Q \rightarrow P$)にアンテナパターンを向ける。

【0064】同様に、図1の第3番目のサブアレイプロセッサ1053に関しては、進み波にアンテナパターンをステアリングさせることが可能である。図2において、進み波の図示を省略しているが、 N 個の補助アン

ナ102〜102Nに対して角度 θ_3 で入射していると仮定する。また、 $\phi_3 = \pi \sin \theta_3$ の信号位相差が補助アンテナ102〜102N間に生じるものとする。

【0065】この場合は、主波と進み波のみの2波マルチパスモデルに簡略化した場合、受信信号は(3)式の右辺第2項の遅れ波 $S(\tau)$ を進み波 $S(-\tau)$ と置き換え、次式のように表わせる。

【0066】

【数9】

$$r = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_N \end{bmatrix} = h_1 \cdot S(0) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\phi_1) \\ \vdots \\ \exp(-j\phi_{N-1}) \end{bmatrix} + h_2 \cdot S(-\tau) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\phi_2) \\ \vdots \\ \exp(-j\phi_N) \end{bmatrix} \quad (12)$$

ただし、上式中、 h_i はインパルス応答の時刻 t でのサンプリング値である。

【0067】第3番目のサブアレイプロセッサ1053に対して図2の遅延素子210の遅延時間は $0 = (3-3) \times \tau$ となり、図1に示したように、サブアレイプロセッサ1053の判定データ信号のフィードバック入力には遅延素子を設けない。従って、図2に示す相関器208〜208Nに入力される判定データ信号は

【0068】

【外7】

$$\tilde{S}(a)$$

となる。

【0069】一方、相関器208〜208Nに入力され

【数10】

$$W = \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ \vdots \\ W_N \end{bmatrix} = E \{ r^* \cdot \tilde{S}(-\tau) \}$$

$$= h_1^* \cdot E \{ S^*(0) \cdot \tilde{S}(-\tau) \} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(+j\phi_1) \\ \vdots \\ \exp(+j\phi_{N-1}) \end{bmatrix} + h_2^* \cdot E \{ S^*(-\tau) \cdot \tilde{S}(-\tau) \} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(+j\phi_2) \\ \vdots \\ \exp(+j\phi_N) \end{bmatrix}$$

$$= h_1^* \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(+j\phi_1) \\ \vdots \\ \exp(+j\phi_{N-1}) \end{bmatrix} \quad (13)$$

従って、第3番目のサブアレイプロセッサ1053の出力信号 Y_3 は、(12)式と(13)式の畳み込みにより、次式で表わされる。

【0072】

【数11】

【外8】

との相関演算が行われる。(このとき、相関器208〜208Nが出力する重み係数ベクトル W は次式で表わされる。

【0071】

$$Y_1 = r^* \cdot W$$

$$= h_1^* \cdot h_2 \cdot \sum_{m=0}^M \exp(jn(\phi_1 - \phi_2)) \cdot S(0) + N \cdot h_1^* \cdot h_2 \cdot S(-\tau) \quad (14)$$

(14)式からわかるように、その右辺第1項は雑音として振る舞い、右辺第2項は進み波 $S(-\tau)$ が最大比合成されることを示している。すなわち、第3番目のサブアレイプロセッサ1053は進み波到来方向にアンテナパターンを向ける。

【0073】図1に示すように、サブアレイプロセッサ1052と1053の各出力側には遅延素子106、107が設けられ、前記出力信号 Y_2 と Y_3 をそれぞれ時間 τ と 2τ 遅延している。これらの遅延素子106及び107の各出力信号をそれぞれ $Y_2(\tau)$ 、 $Y_3(2\tau)$ とみると、これらは(8)式及び(14)式より次式で表わされる。

【0074】

【数12】

$$Y_2(\tau) = N \cdot h_1^* \cdot h_2 \cdot S(\tau) + h_1^* \cdot h_2 \cdot \sum_{m=0}^M \exp(jn(\phi_1 - \phi_2)) \cdot S(2\tau) \quad (15)$$

従って、合成器108は(11)式で表わされるサブアレイプロセッサ1054の出力信号 Y と、(15)式で表わされる遅延素子106の出力信号 $Y_2(\tau)$ と、(16)式で表わされる遅延素子107の出力信号 Y_3 と、(2 τ)との加算合成を行って、次式で表わされる信号 Y を出力する。

【0075】

$$Y = Y + Y_2(\tau) + Y_3(2\tau) \\ = N \cdot (h_1^* \cdot h_2 + h_1^* \cdot h_2 \cdot h_0 + h_1^* \cdot h_2 \cdot h_0) \cdot S(\tau) + ISI \quad (17)$$

ただし、上式中、 ISI は $S(0)$ と $S(2\tau)$ を含む項であり、 $S(\tau)$ を希望信号とした場合の符号間干渉(Inter-Symbol-Interferenc

e)であり、次式で表わされる。

【0076】

【数13】

$$ISI = h_1^* \cdot h_2 \cdot \sum_{m=0}^M \exp(jn(\phi_1 - \phi_2)) \cdot S(0) \\ + \sum_{m=0}^M [h_1^* \cdot h_2 \cdot \exp(jn(\phi_1 - \phi_2)) + h_1^* \cdot h_2 \cdot \exp(jn(\phi_1 - \phi_2))] \cdot S(2\tau)$$

(17)式より明らかなように、各サブアレイプロセッサ群で受信された $S(\tau)$ が希望波として最大比ダイバシチ合成されることが証明された。すなわち、(17)式の進み応答 h_1 、主波応答 h_0 及び遅れ応答 h_2 の自己相関値の和は受信点での進み波 $S(-\tau)$ 、主波 $S(0)$ 、遅れ波 $S(\tau)$ が同一タイミング($t=\tau$)に収束され、時間領域で最大比合成された結果である。この効果は適応整合フィルタ109などと同様に、本実施例により空間領域の整合フィルタリングが可能になったことを示す。

【0077】図1に示すように、合成器108の出力信号 Y は合成器110に供給され、ここで主アンテナ101で受信され、適応整合フィルタ109でそのSNRを最大化されたブランチと加算される。これにより、主アンテナブランチと補助アンテナブランチの最大比ダイバシチ合成が行われる。

【0078】以上のように、合成器110においてSN

Rが最大限に増強された信号は、適応等化器111へ入力される。補助アンテナブランチからの信号は(17)式の ISI (符号間干渉)、すなわち、(18)式のよう $S(\tau)$ 前後のシンボル $S(0)$ 、 $S(2\tau)$ からの干渉を含んでいる。これらの干渉成分は適応等化器111により除去される。

【0079】適応等化器111は例えば図6に示す如き構成の判定帰還形等化器(DFE)が用いられる。同図に示すように、判定帰還形等化器は前方フィルタ601、後方フィルタ604、前方フィルタ601の出力信号から後方フィルタ604の出力信号を差し引く減算器602、判定器603、及び判定器603の入力信号から出力信号を差し引く減算器605より構成されている。

【0080】判定帰還形等化器は入力信号を前方フィルタ601で受け、これによりインパルス応答の前縁(Precursor)による符号間干渉(ISI)を除去

して減算器602及び判定器603を直列に介して後方フィルタ604に供給し、ここでインパルス応答の後縁(Postcursor)による符号間干渉を除去し、その出力を減算器602に帰還入力する構成である。すなわち、S(0)の符号間干渉はDFEの前方フィルタにより、またS(2 τ)の符号間干渉はDFEの後方フィルタによりそれぞれ除去される。

【0081】前方フィルタ601及び後方フィルタ604は共にトランスバーサルフィルタで構成されており、トランスバーサルフィルタに畳み込まれるタップ係数は判定器誤差信号の自乗平均を最小とするアルゴリズムで適応修正される。ここで、判定器誤差信号は、判定器605の入出力信号間の誤差であり、減算器605の出力として与えられる。

【0082】次に、サイドロープキャンセラによる干渉波除去と信号強化のダイバーシチ合成が同時に実現されることを定性的に説明する。図3は図1の第1実施例による干渉波除去と信号強化のダイバーシチ合成の動作説明図で、図1と同一構成部分には同一符号を付してある。この図3では、一例として、補助アンテナの個数Nを"3"とし、また、サブアレイの個数Mを"2"とし、更に適応整合フィルタ109のタップ数を"3"、遅延素子の遅延時間 τ をT/2(ただし、Tはシンボル周期)としている。

【0083】図3において、希望波源301からの希望波Sと干渉波源302からの干渉波Jとがそれぞれ主アンテナ101と補助アンテナ・アレイ304とに入射される。補助アンテナ・アレイ304は一例として等間隔に設置された3つの補助アンテナ1021~1023よりなる。

【0084】また、図示の簡略化及び説明に必要な構成部分のみを図示しており、アップルバウムアレイプロセッサ103、サブアレイプロセッサ1051及び1052は、それぞれ補助アンテナ1021~1023に対応して設けられた3つの複乗乗算器とそれら複乗乗算器の出力乗算結果を加算合成する合成器のみを図示しており、アップルバウムアレイプロセッサ103におけるアップルバウム演算器やサブアレイプロセッサ1051及び1052における相関器2081~208N、遅延素子2061~206N及び分置器207の図示は省略してある。

【0085】また、破線で囲んだ部分図310は減算器104の入力における干渉波成分のベクトル図、図311は適応整合フィルタ109のタップ上のマルチパス波のインパルス応答、図312は適応整合フィルタ109の出力での希望波に対するインパルス応答、図313は第1のサブアレイプロセッサ1051の出力での遅れ波に対するインパルス応答、図314は第2のサブアレイプロセッサ1052の出力での主波に対するインパルス応答、図315は合成器108の出力での希望波に対する

インパルス応答を示す。

【0086】いま、図3に示すように、希望波源301から主アンテナ101及び補助アンテナ・アレイ304にそれぞれ2波マルチパス伝搬が生じているものとする。主アンテナ101では、経路Aが主波に、経路Bが遅れ波に対応する。同様に、補助アンテナ・アレイ304では経路Cが主波に、経路Dが遅れ波に対応する。なお、これらの2波マルチパス間の遅延時間差はT/2と仮定する。他方、干渉波は主アンテナ101にベクトルJ1として、補助アンテナ・アレイ304にはベクトルJ2として伝搬するものとする。

【0087】アップルバウムアレイプロセッサ103はベクトルJ2方向にアンテナパターンを形成し、減算器104の入力において、主アンテナ101で受信された干渉波ベクトルJ1とキャンセルし合うように、アップルバウムアレイプロセッサ103の重み係数が制御される。これはベクトル図310で示される。

【0088】第1のサブアレイプロセッサ1051は経路Dの遅れ波(以下、これを遅れ波Dというものとする)にビームを形成し、これを受信する。従って、サブアレイプロセッサ1051の出力での伝送路応答は313で示すように、時刻T/2のインパルス応答となる。また、第2のサブアレイプロセッサ1052は経路Cの主波(以下、これを主波Cというものとする)にビームを形成し、これを受信する。従って、サブアレイプロセッサ1052の出力での伝送路応答は314で示すように、時刻0のインパルス応答となる。

【0089】サブアレイプロセッサ1052の出力信号は遅延素子106により時間T/2遅延されて、サブアレイプロセッサ1051の出力信号と時間合わせされた後合成器108でサブアレイプロセッサ1051の出力信号と合成される。従って、この合成器108の出力でのインパルス応答は、315に示すように時刻T/2で発生する。

【0090】主アンテナ101側の希望受信波に着目すると、適応整合フィルタ109にはインパルス応答311のようにマルチパス波が時間分散している。すなわち、適応整合フィルタ109の中央タップには経路Aからの主波応答Aが、また、入力側第1タップには経路Bからの遅れ波応答Bがそれぞれ時刻0とT/2に分布している。適応整合フィルタ109では主波よりT/2だけ遅れた経路Bからの遅れ波を遅延素子の入っていない第1タップよりタップ係数Bを乗じて自乗振幅で出力させ、また、経路Aからの主波は遅延時間T/2の遅延素子を通った中央タップからタップ係数Aを乗じて自乗振幅で出力させる。

【0091】従って、適応整合フィルタ109内部の合成器では、経路Aからの主波も経路Bからの遅れ波も共に時刻T/2に時間合わせされ、A2+B2のように時間領域の最大比合成される。この動作はインパルス応答

312で示すように時間分散した電力を基準時刻T/2に収束されていることを意味する。

【0092】このように、適応整合フィルタ109の出力の応答が時刻T/2に、同じく合成器108の出力の応答も時刻T/2に発生するので両者の発生時刻は一致する。更に、図3では図示を省略したが、図1に示したように適応整合フィルタ109及びサブアレイプロセッサ1051及び1052は、いずれも適応等化器111の出力判定データ信号を用いて相関処理により制御しているため、両者の出力は同位相に一致している。

【0093】従って、合成器110で適応整合フィルタ109出力と合成器108の出力とを合成することにより、主アンテナプランチと補助アンテナアレイプランチとの最大比ダイバーシチ合成が行われる。以上の動作により、サイドローブキャンセラによる干渉波除去と、補助アンテナアレイを共用したサブアレイプロセッサ群によるダイバーシチ合成とが同時に実現されることがわかる。

【0094】以上が本発明の第1実施例であるが、多少の問題点がある。それはサブアレイプロセッサ群にも多少の干渉波成分が受信されており、適応整合フィルタ109と合成されるとき、多少の干渉波成分が適応等化器111に入力されてしまうという問題である。干渉波に関しては図3の主アンテナ101、補助アンテナアレイ304、減算器104及びアップルbaumアレイプロセッサ103からなるサイドローブキャンセラによりベクトル図310のように除去されるが、二つのサブアレイプロセッサ1051及び1052に漏洩した干渉波は合成器110に入力されてしまう。

【0095】すなわち、サイドローブキャンセラにより除去した後に、干渉波が漏洩する。特に補助アンテナアレイ304において干渉波J2の到来方向がマルチパスを含めた希望波受信方向C又はDのいずれかと一致すると、サブアレイ受信信号に漏洩する干渉波電力は無視できない。これら適応等化器111に入力されると、通常、適応等化器111は相関のあるマルチパスによる符号間干渉の除去動作を行っているため、希望波と無相関な干渉波は除去できない。従って、このような場合には残留漏洩干渉波による回線品質が劣化する場合がある。

【0096】そこで、次に説明する本発明の第2実施例では、上記の第1実施例の問題点を解決しながら、干渉波の除去とダイバーシチ合成による信号強化を実現する。図4は本発明の第2実施例の構成図を示す。同図中、図1と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。

【0097】図4に示すように、本実施例は図6に示した従来の構成に破線で囲んだ回路部400を追加した構成で、第1実施例と比較してアップルbaumアレイプロセッサ103の出力を分岐し、一方は減算器104に入力し、他方はトランスバーサルフィルタ403に入力

し、トランスバーサルフィルタ403の出力を合成器403に入力する点が異なる。合成器401は適応整合フィルタ109、合成器108及びトランスバーサルフィルタ403の各出力信号を合成して適応等化器402へ供給する。

【0098】トランスバーサルフィルタ403は適応等化器402の出力判定器誤差信号（図6の判定器誤差等化器の減算器605の出力信号）により自乗平均誤差最小化(MMSE: Minimum Mean Square Error)制御を行い、サブアレイプロセッサ1051~1053(合成器108)から漏洩する干渉波スペクトラムを推定し、その推定干渉波を逆相で合成器401にてダイバーシチ合成させることで、漏洩干渉波をキャンセルするために設けられている。

【0099】次に、図5と共に本実施例の動作について説明する。同図中、図4と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図5において、希望波源501からの希望波Sと干渉波源502からの干渉波Jとがそれぞれ主アンテナ101と補助アンテナ・アレイ503とに入射される。補助アンテナ・アレイ503は一例として等間隔に設置された3つの補助アンテナ1021~1023よりなる。

【0100】また、実線504はアップルbaumアレイプロセッサ103によるアンテナパターンの一例を、破線505はサブアレイプロセッサ105及び1052によるアンテナパターンの一例をそれぞれ示す。更に、希望波Sの周波数スペクトラムは506で、干渉波Jの周波数スペクトラムは507で、主アンテナ101の受信信号の周波数スペクトラムは508で、減算器104の出力信号の周波数スペクトラムは509で、合成器108の出力信号中の希望波と漏洩干渉波の周波数スペクトラムはそれぞれ510及び511で、更にトランスバーサルフィルタ403の出力信号による推定干渉波の周波数スペクトラムは512でそれぞれ示されている。

【0101】図5において、主アンテナ101及び補助アンテナアレイ503により周波数スペクトラムが506で示される希望波Sと周波数スペクトラムが507で示される干渉波Jとがそれぞれ受信される。これにより、主アンテナ101より取り出される受信信号の周波数スペクトラムは508で示す如く、希望波Sと干渉波Jとが混在したものとなる。

【0102】アップルbaumアレイプロセッサ103は実線504で示したアンテナパターンのように、ビームを干渉波Jに向けることにより干渉波Jを抽出し、それを振幅位相制御した信号を生成して減算器104に供給する。これにより、減算器104は主アンテナ101の受信信号からアップルbaumアレイプロセッサ103の出力信号を差し引くことにより、主アンテナ101の受信信号中の干渉波成分をキャンセルする。従って、減算器104の出力信号の周波数スペクトラムは、509に

示す如く希望波Sと同じ周波数スペクトラムである。

【0103】一方、第1のサブアレイプロセッサ105は破線505で示したアンテナパターンを形成したものと仮定すると、このアンテナパターン505のサイドローブに干渉波Jが低いレベルではあるが、受信されてしまう。同様な動作が第2のサブアレイプロセッサ1052でも行われる。このように第1及び第2のサブアレイプロセッサ105及び1052で受信された干渉波Jは遅延素子106により遅延差を加えられた状態で合成器108で加算される。

【0104】干渉波Jの信号帯域が希望波Sと同程度のものではあれば、遅延素子106の遅延差 $T/2$ は干渉波Jのマルチパス状態を発生させてしまう。すなわち、本来の干渉波スペクトラムが507に示すように周波数選択性フェージングを受けていなくても、合成器108の出力信号では511に示すように固定的な周波数選択性フェードを持った干渉波スペクトラムとなる。

【0105】これに対処するために、トランスバーサルフィルタ403はアップルbaumアレイプロセッサ103が抽出した干渉波成分Jを入力信号として受け、これをトランスバーサルフィルタリングで干渉波スペクトラムを整形する。この整形された周波数スペクトラムが512で示すように、合成器108の出力信号中の漏洩干渉波スペクトラム511と同一となるようにすることにより、合成器401により合成器108の出力信号中から固定的なマルチパスを受けた漏洩干渉波を逆相キャンセルすることができる。

【0106】このトランスバーサルフィルタ403の制御は適応等化器402からの判定器誤差信号により行われる。もし、推定干渉波周波数スペクトラム512が漏洩干渉波周波数スペクトラム511からずれていると、漏洩干渉波により適応等化器402の判定器誤差信号が増大する。従って、適応等化系の制御速度（適応等化器402のタップ係数修正量）と異なる速度でトランスバーサルフィルタ403のタップ係数の制御を行うことにより、適応等化器402とは独立にトランスバーサルフィルタ403を制御することができる。また、図5において、干渉波Jが遠方より到来し、伝搬路で干渉波のマルチパスが多少発生したとしても、前述のようにトランスバーサルフィルタ403が干渉波周波数スペクトラムを自動整形するので、より自由度の高い干渉波除去が可能となる。

【0107】以上説明したように、本実施例は第1実施例の干渉波除去とダイバーシチ合成の動作を両立させな

がら、第1実施例で問題となる漏洩干渉波の問題を解決することができる。

【0108】

【発明の効果】以上説明したように、第1の発明によれば、主アンテナブランチとの最大比ダイバーシチ合成による信号強化を干渉波除去と同時に実現することができるため、厳しいマルチパスフェージング回線での干渉波除去と同時に信号対雑音比を最大とする最適受信ができ、フラットフェージングに対しても回線品質劣化を防止して最適受信ができる。

【0109】また、第2の発明によれば、サイドローブキャンセラによる干渉波除去の後に不要干渉波が漏洩した場合、トランスバーサルフィルタによりこの不要干渉波とはほぼ同一の周波数スペクトラムの信号を生成するようにしたため、第1の発明で得られる効果を保持しながら、このトランスバーサルフィルタの出力信号により不要干渉波を逆相キャンセルすることかでき、より完全な干渉波除去ができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例の構成図である。

【図2】図1の第1実施例によるマルチパス波に対するアンテナパターン形成動作説明図である。

【図3】図1の第1実施例による干渉波除去とダイバーシチ合成の動作説明図である。

【図4】本発明の第2実施例の構成図である。

【図5】図2の第2実施例の動作説明図である。

【図6】判定器整形等化器の一例のブロック図である。

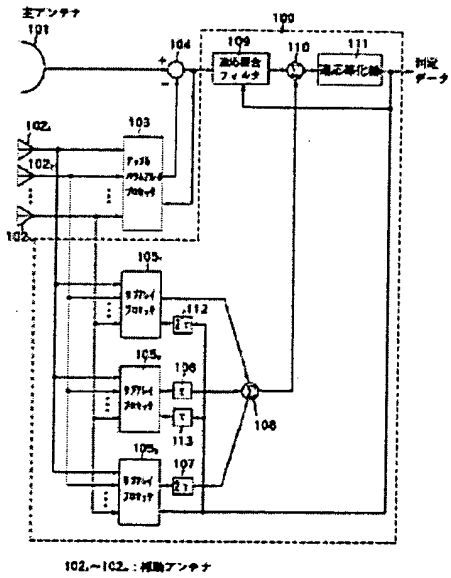
【図7】従来の一例の構成図である。

【符号の説明】

101 主アンテナ
102 102N 補助アンテナ
103 アップルbaumアレイプロセッサ
104 減算器
105、1051 1053 サブアレイプロセッサ
106、107、112、113、210 遅延素子
108、110、209、401 合成器
109 適応整合フィルタ
111、402 適応等化器
205 1025N 複素乗算器
206 1026N 遅延素子
207 分置器
208 1028N 相関器
304、403 補助アンテナ・アレイ
403 トランスバーサルフィルタ

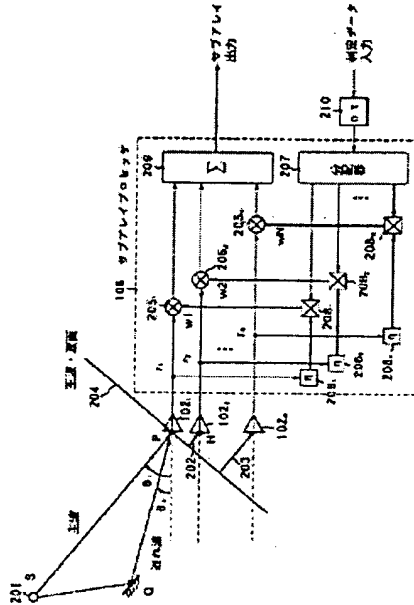
【図1】

本発明の第 1 実施例の構成



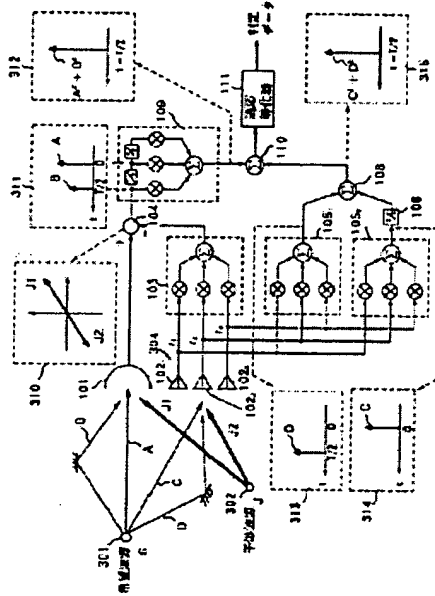
【图2】

図1の例1実施例によるマルチパス波に対するアンテナパターン形成動作説明図



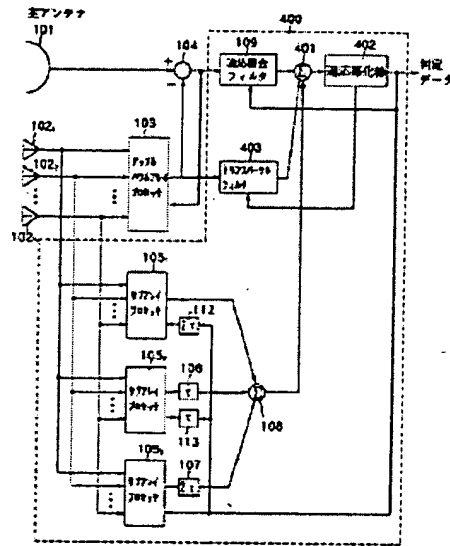
【図3】

図1の第1変換例による干渉波除去とディバース化後の動作説明図



【図4】

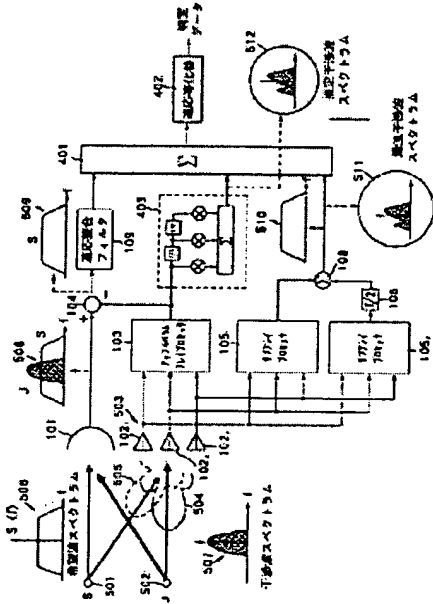
本発明の第2変換例の構成図



102.~102. : 補助アンテナ

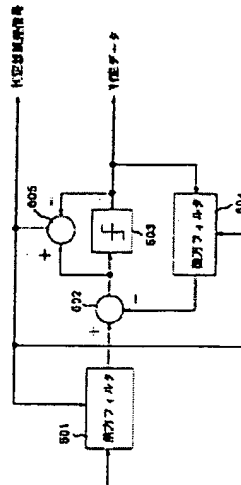
【図5】

図2の図2変換列の動作説明



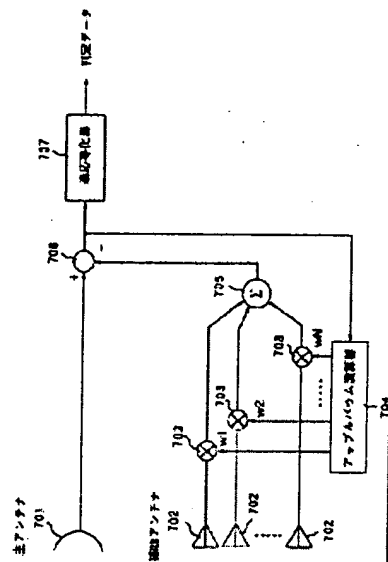
【図6】

水産資源の持続的利用の一助となる



【図7】

従来の一割の減成割



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.